应用指南AN-35

LinkSwitch®

设计指南

介绍

集成的开关电源技术提供了体积小、重量轻及宽电压输入工作的特点，在低功率的应用当中开关电源可以较低的性价比来替代使用线性变压器的电源。*LinkSwitch*将电池充电器和交流适配器的成本降低至线性变压器电源的水平。*LinkSwitch*同时很容易满足世界范围内所要求的待机和空载能耗规范要求，比如美国总统的1 W待机行政令及欧盟2005年关于300 mW空载功率消耗的要求。

与其它方案相比*LinkSwitch*提供如下优势：

- 成本最低及元件数目最少的恒压恒流(CV/CC)解决方案
- 极为简单的电路 – 一个可生产的设计方案仅仅需要14个元件
- 初级侧的CV/CC解决方案，可节省10至20个元件，系统成本更低
- 电源重量减轻了75%，降低了运输成本
- 用于短路和开环故障保护的完全集成的自动重启动
- 42 kHz的工作频率简化了EMI滤波器的设计
- 3 W的输出采用EE13磁芯，成本更低体积更小

*LinkSwitch*可用于实现一个具有近似CV/CC输出特性的电源，如图2所示。在充电器应用当中，放电后的电池工作于曲线的CC部分，直到电池几乎完全充满电时自然地转换至曲线的CV部分。输出电压低于约2V时（相当于电池出现故障），电源进入自动重启动工作方式，将电源的平均输出电流降低至标称值约8%的水平。

在交流适配器应用中，仅在曲线的CV部分进行正常工作，CC部分用于提供过载保护及自动重启动短路保护。

*LinkSwitch*为固定频率的PWM控制器件，设计用于非连续工作的反激式变换器。在曲线的CV部分，器件使用电压模式控制工作，而在曲线的CC部分，器件转换至电流限制模式工作。在峰值功率点处，系统总的CV精度典型值为±10%。其中包括器件容差及输入电压变化的影响。系统总的CC精度典型值为±20% (LNK501)、±25% (LNK500)和±24% (LNK520)。

CV工作时，在初级侧对输出电压进行检测并控制占空比。对于LNK500/501器件，如图1所示器件位于直流电压的高压端。这样使得器件可以直接检测反射的输出电压(V_{OR})，无需对输入电压成分进行额外的相减运算。对于LNK520器件，如附录B中的图B1所示，器件位于低压端，使用辅助 / 偏置绕组检测输出电压。

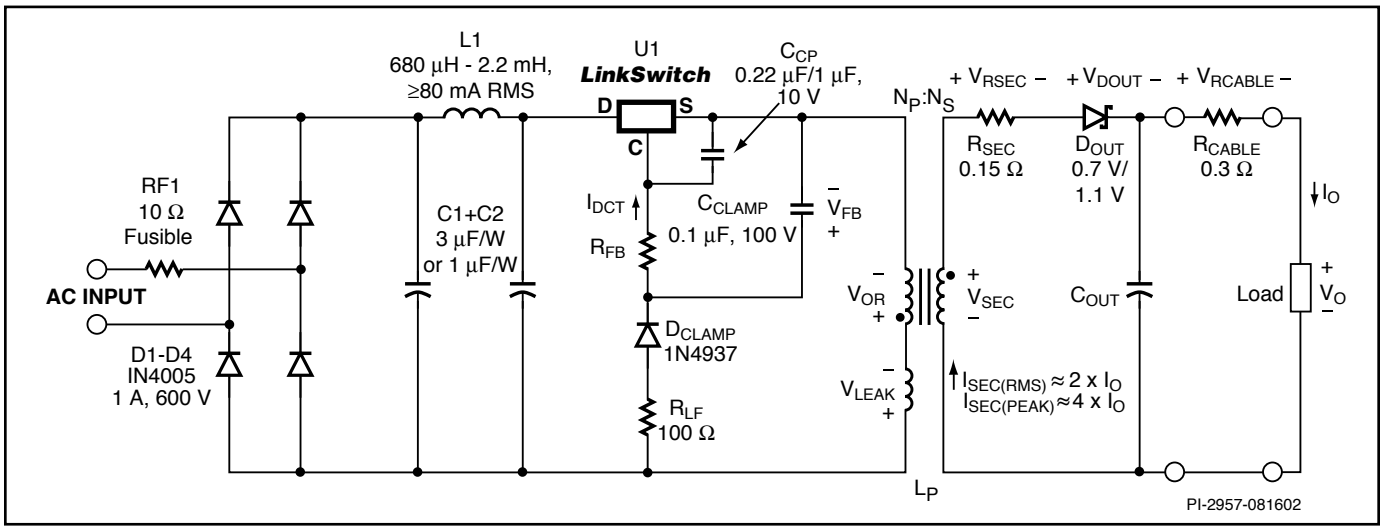

图 1. 初始LinkSwitch设计的关键参数

CC工作时，占空比由峰值漏极限流点(I_{LIM})控制。器件的限流点与反射电压具有函数关系，使得负载端阻抗降低时负载电流维持近似恒定。当输出电压下降至标称值的约30%时（通常与失效电池有关），*LinkSwitch*进入自动重启动工作方式，以安全地对平均故障电流加以限制（通常为输出电流I_O的8%）。

对于非连续工作的设计，最大输出功率与输入电压无关，而仅仅与初级电感量、初级峰值电流的平方和开关频率成简单的函数关系（公式6）。*LinkSwitch*利用I^2f参数项控制并抵消了通常由频率和峰值电流所引起的变化。因此用户很容易完成一个对CV模式向CC模式转换点有所要求的设计。

范围

本应用指南用于帮助工程师利用*LinkSwitch*的LNK500/501或者LNK520器件，设计一个工作于非连续模式的反激式AC-DC电源。本文主要集中讨论LNK500/501器件。然而，由于很多信息也同时适用于LNK520，因而建议在阅读本文时不必考虑设计中具体使用了哪个器件。LNK500与LNK520的详细比较请见表B2。附录A对使用LNK500/501的设计容差进行了详细分析，而附录B则针对LNK520器件的设计提供了设计指导。

*LinkSwitch*设计用来替代线性变压器电源，因而其输出特性为近似的CV特性，同时与同等的线性变压器电源相比，具有更好的输入电压调整率和负载调整率。*LinkSwitch*电路极其简单的特性使得仅使用简单的设计公式即可快速完成一个初始的草稿设计。然后再对原型电源加以调整，选择外部元件，从而调整出所需要的电路性能。

本文列举了一些关键设计参数并提供了变压器圈数比、初级电感量及箝位 / 反馈元件数值的计算表达式。这样，设计者可以构建一个可以工作的原型样板，通过迭代调整得到最终所要求的设计。

如果读者希望尽快得到一个设计，设计速成表（表1对应于LNK500/501器件，表B1对应LNK520器件）中包含有足够的信息用来产生一个初始的原型样板。

本文没有涉及到变压器结构的设计。请参见*LinkSwitch*的DAK工程原型报告，其中例举了典型的变压器结构技术。关于支持工具的详细信息及本文的更新情况可在www.powerint.com找到。

LNK500/501设计速成

图1所示为产生一个初始*LinkSwitch*设计所需的关键参数及元件。在初始设计评估时可采用如下参考的参数值。

1) 设定V_{OR}为50 V。
2) 根据公式5确定变压器圈数比。如果没有更好的预估值或测量结果，则对于肖特基二极管采用0.7 V的V_{DOUT}，对于PN结二极管采用1.1 V的V_{DOUT}。R_{CABLE}选定0.3 Ω，R_{SEC}等于0.15 Ω，$I_{SEC(RMS)}$等于2 × I_O，而$I_{SEC(PEAK)}$等于4 × I_O。其中I_O为所要求的CC输出电流，V_O为在CV/CC转换点所要求的输出电压。
3) 根据公式13计算$P_{O(EFF)}$。作为初始估计值，P_{CORE}选取0.1 W。
4) 根据公式14计算L_P值。根据公式15、16、17、18和19计算变压器的其它参数。
5) 根据公式20、21、22、23和24计算反馈电阻R_{FB}的数值。所用电阻应为1/4 W、1%的电阻。
6) 箝位电容C_{CLAMP}使用0.1 μF、100 V的金属塑料薄膜电容。
7) 箝位电阻R_{LF}为100 Ω的1/4 W电阻。
8) 控制引脚电容C_{CP}，对于电池负载采用0.22 μF、10 V的电容；对于阻性负载使用1 μF、10 V的电容。
9) 选择输入和输出元件。参见图3及相关部分的说明。
10) 制作原型样板。
11) 迭代调整设计 (参见提示和技巧部分)。

表 1. LNK500/501设计速成

CV/CC电路设计

图3所示的*LinkSwitch*电路为一个CV/CC充电器的例子，用于说明*LinkSwitch*的设计方法。额定输出电压为5.5 V，额定CC输出电流为500 mA。

*LinkSwitch*的设计方法非常简单。变压器圈数比及反馈元件的数值是按照额定峰值功率点处的输出电压V_O选取的。

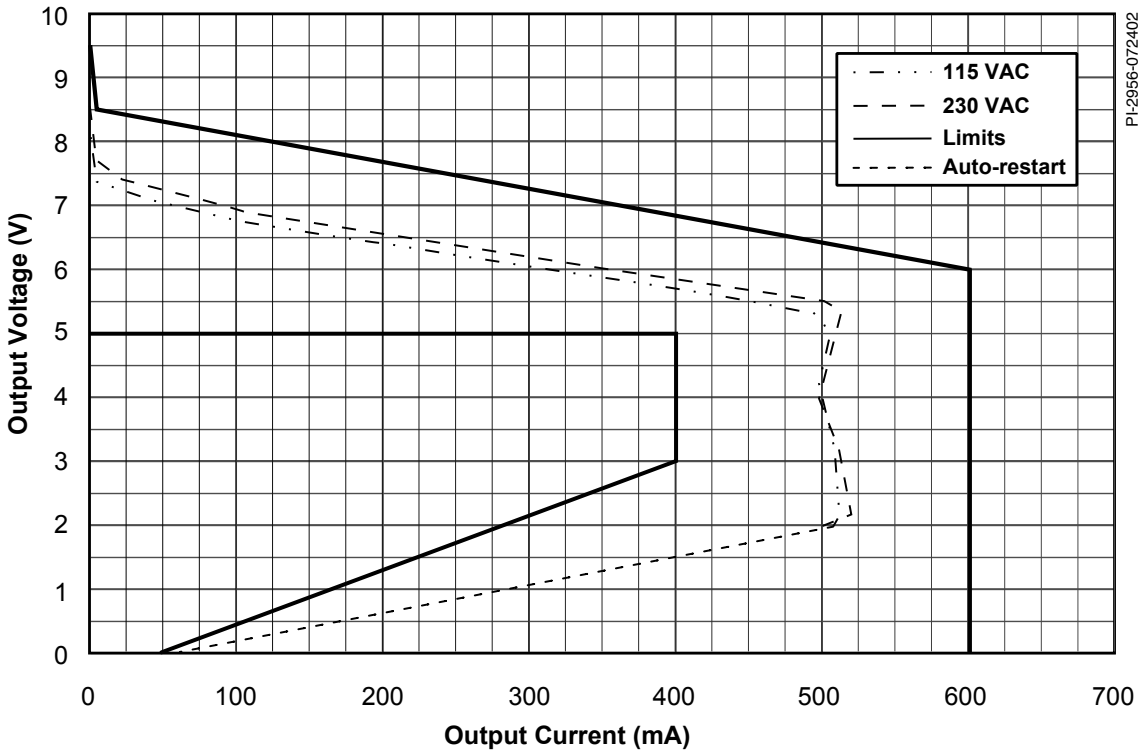

图 2. 使用LinkSwitch LNK500/501实现的5.5 V、0.5 A充电器的典型输出特性（包括规格要求）

而变压器的初级电感量则由总的输出功率计算得到。只有很少的元件需要计算，其余的元件都根据本文所包含的建议值进行选取。

从变压器开始，每个元件的设计及选择的原则都将涉及到。一旦变压器设计完成，变压器参数和特性即可用于设计箝位、偏置及反馈元件，以达到合适的电源工作状态。然后才可以确定输出电容和输入电路。

变压器T1

变压器设计时，首先选取反射的输出电压(V_{OR})。对于大多数的*LinkSwitch*设计，V_{OR}位于40 V至60 V之间。较好的初始值可以选取50 V，后续可以再对其进行优化调整。

高于60 V的V_{OR}数值仅仅用于空载功耗允许高于300 mW的应用。

为了计算变压器的圈数比，首先要计算次级绕组两端所需要的电压V_{SEC}。该电压与输出电缆压降V_{RCABLE}、额定输出电压V_O、次级绕组压降V_{RSEC}和输出二极管正向压降V_{DOUT}成函数关系。图1中显示了次级侧压降的来源。

由于C_{CLAMP}充电至V_{OR}的峰值数值再加上漏感引起的误差电压，因而V_{RSEC}和V_{DOUT}的数值按照流过峰值次级电流时来确定。输出电缆压降V_{RCABLE}则按照额定CC输出电流I_O处来加以确定。

在二极管制造商的数据手册中可以找到V_{DOUT}和瞬态电流之间的曲线关系。峰值次级电流可计算如下：

$$I_{SEC(PEAK)} = I_{PRI(PEAK)} \times \frac{N_P}{N_S} \qquad (1)$$

$I_{PRI(PEAK)}$的数值等于*LinkSwitch*数据手册中I_{LIM}参数的典型值。

由于仅仅为初始估算，$I_{SEC(PEAK)}$可以近似地认为等于4 × I_O。一旦首个原型样板制作完成，由于知道了最终的圈数比，则可以对该数值再进行精确调整，二极管的峰值正向电压也可使用示波器直接测量得到。

$$V_{RCABLE} = I_O \times R_{CABLE} \qquad (2)$$

$$V_{RSEC} = I_{SEC(PEAK)} \times R_{SEC} \qquad (3)$$

$$V_{SEC} = V_O + V_{RCABLE} + V_{DOUT} + V_{RSEC} \qquad (4)$$

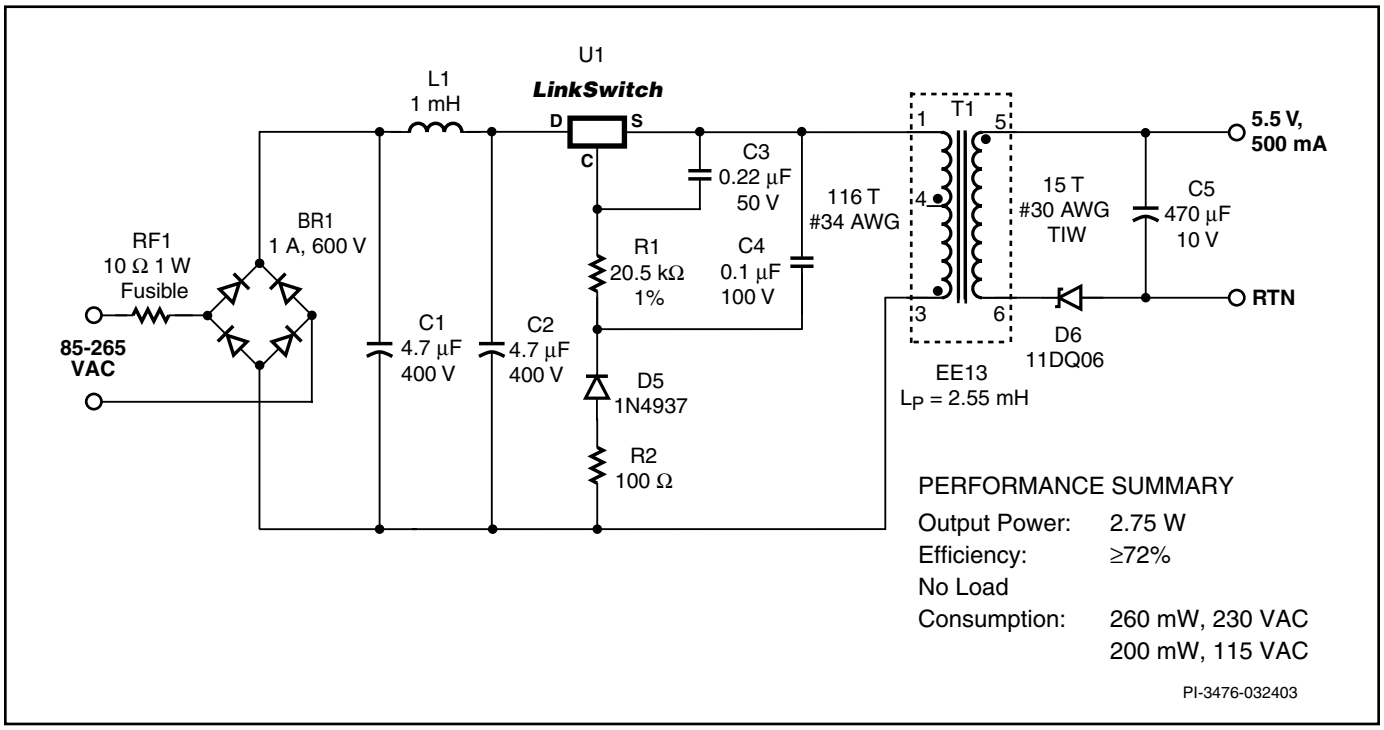

图 3. 典型的LinkSwitch充电器原理举例

变压器圈数比由下式给出：

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{OR}}{V_{SEC}} \qquad (5)$$

如果没有适用的估计值或测量值，变压器次级绕组的电阻R_{SEC}可以采用0.15 Ω的初始值。使用肖特基二极管时的正向电压(V_{DOUT})取0.7 V的数值，而使用PN结二极管时正向电压取1.1 V的数值。电缆电阻R_{CABLE}可以取0.3 Ω的初始值。

变压器设计的下一个步骤就是计算标称初级电感量L_P。L_P的容差应该在±10%以内(以满足峰值功率点处使用LNK501时±20%的CC容差以及使用LNK500时±25%的CC容差)。*LinkSwitch*简单的反馈电路仅适用于非连续工作模式。连续工作模式会引起控制环路的不稳定，因而不建议使用。为实现正确的CC工作，*LinkSwitch*变压器的设计必须保证在所有输入电压及负载条件下电源都工作于非连续工作方式。

在峰值功率点，磁芯所处理的功率或者$P_{O(EFF)}$可由下式给出：

$$P_{O(EFF)} = \frac{1}{2} \times L_P \times \left[I_P^2 \times f_S \right] \qquad (6)$$

L_P为变压器初级电感量的标称值，I_P等于*LinkSwitch*的I_{LIM}参数，f_S为开关频率。注意，I_P和f_S在*LinkSwitch*的数据手册中是以I^2f系数来加以规定的，等于$I_P^2 f_S$的乘积，且按照I_{DCT}的电流加以规定。通过对该系数在I_{DCT}（占空比为30%时控制极引脚的电流）的规定，I_{DCT}容差的影响已经包括在内，不再需要单独考虑其影响。因而输出功率的大小主要依赖于变压器初级电感量的容差 (低成本大批量生产时的典型值为±10%)。

如上图所示，等效输出功率$P_{O(EFF)}$根据储存在变压器中的总能量加以计算，因而等于实际输出功率P_O加上如下所列的一些损耗。这些损耗包括：电缆损耗的功率P_{CABLE}、二极管损耗的功率P_{DIODE}、偏置功率损耗P_{BIAS}(驱动*LinkSwitch*控制引脚所需的功率)、变压器次级铜损$P_{S(CU)}$及变压器磁芯损耗P_{CORE}。

$$P_{CABLE} = R_{CABLE} \times I_O^2 \qquad (7)$$

$$P_{DIODE} = V_{DOUT} \times I_O \qquad (8)$$

$$P_{BIAS} = V_{OR} \times 2.3\ \text{mA} \qquad (9)$$

$$P_{CORE} = \frac{K_{CORE} \times V_E}{2} \qquad (10)$$

$$P_{S(CU)} = I_{SEC(RMS)}^2 \times R_{SEC} \qquad (11)$$

R_{CABLE}为总的电缆直流阻抗，I_O为额定的CC输出电流，V_{DOUT}为输出二极管的正向电压降，V_{OR}为反射的输出电压，

$I_{SEC(RMS)}$为次级RMS电流，RSE为输出绕组的直流阻抗，V_E为磁芯等效体积，K_{CORE}为每单位体积磁芯的损耗。同以前一样，如果没有适用的估计值或测量值，R_{SEC}可以采用0.15 Ω的初始值。使用肖特基二极管时的正向电压(V_{DOUT})取0.7 V的数值，而使用PN结二极管时正向电压取1.1 V的数值。R_{CABLE}可以取0.3 Ω的初始值。$I_{SEC(PEAK)}$等于4 x I_O。V_E和K_{CORE}可以在铁氧体磁芯制造商的材料曲线上查询得到。为查询K_{CORE}，需要知道磁芯磁通摆幅B_M。在非连续工作模式，交流磁通密度B_{AC}等于B_M：

$$B_{AC} = B_M \quad (12)$$

由于反激式变压器中磁芯的激励是非对称的，而磁芯损耗曲线往往是假定激励为对称的，因而P_{CORE}的表达式中要除以二。

K_{CORE}则可以从所用磁芯材料的磁芯损耗曲线上在*LinkSwitch*开关频率点（典型值为42 kHz）处直接读取。B_M可以采用约3300 高斯(330 mT)的初始估计值。P_{CORE}的预估值可以采用0.1 W。

$P_{O(EFF)}$可从下式计算得到：

$$P_{O(EFF)} = P_O + P_{CABLE} + P_{DIODE} + P_{BIAS} + P_{S(CU)} + \frac{P_{CORE}}{2} \quad (13)$$

这里的P_O为负载端看到的输出功率。注意，磁芯损耗项除以二，因为仅在关断期间传输至输出的能量才会造成磁芯损耗，而这部分损耗需要在变压器初级电感量上加以补偿。

初级电感量的标称值$L_{P(NOM)}$可计算为：

$$L_{P(NOM)} = \frac{2 \times P_{O(EFF)}}{\left[I_P^2 \times f_S\right]} \times \Delta_L \quad (14)$$

使用数据手册中I^2f系数的典型值来替代公式中的I^2f_S项，这样即可确定在标称输出峰值功率点处所需要的标称初级电感量。

如图4所示，随着磁通密度的增加，由于磁芯材料BH特性的原因，电感量会略微下降。利用Δ_L因子通过增加零磁通密度时的电感量，可以对此感量降低的情况加以补偿。对于常用低成本的铁氧体材料，该因子的范围为1至1.05之间。通过增加气隙尺寸、降低磁通密度或者使用饱和磁通密度较高的铁氧体材料的方法可以减小这种感量降低的影响。

影响变压器电感量容差的最重要因素在于变压器磁芯的气隙长度。电感量还必须随温度的变化维持稳定，而且是电流的函数。在峰值磁通密度位于3300 高斯至3500 高斯(330 mT至350 mT)之间时建议的最小气隙长度为0.08 mm (3.2 密耳)。

使用很小的E型磁芯时次级圈数在次级绕组两端通常为每伏特2至3圈(包括电缆、次级绕组和二极管的电压降)。实际圈数都经过调整，以满足气隙尺寸和磁通密度的限定。

一旦确定了预估次级圈数N_S，即可算出初级圈数：

$$N_P = \frac{V_{OR}}{V_{SEC}} \times N_S \quad (15)$$

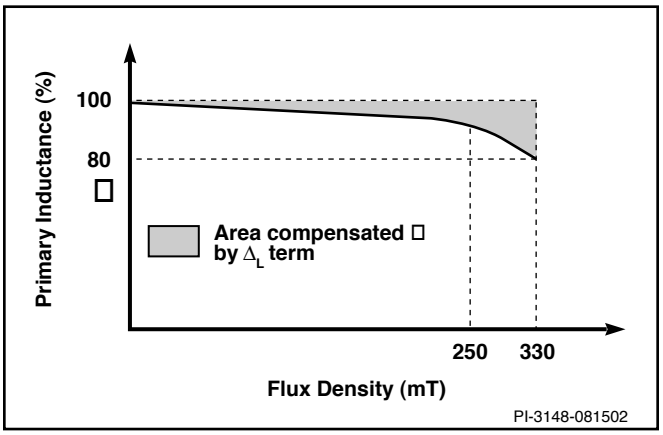

图 4. 使用很小的E型磁芯且气隙尺寸很小时电感量随磁通密度的降低情况

至此，即可选择磁芯尺寸。适合于*LinkSwitch*设计的常用磁芯尺寸包括EE13、EF12.6、EE16和EF16。已知所用的磁芯和变压器圈数，则可利用磁芯等效截面积A_e (cm^2)、初级电感量(μH)和*LinkSwitch*峰值限流点$I_{LIM(MAX)}$(A)计算出磁芯的峰值磁通密度B_P (高斯)：

$$B_P = \frac{100 \times I_{LIM(MAX)} \times L_P}{N_P \times A_e} \quad (16)$$

B_P应该在3000高斯至3500高斯（300 mT至350 mT）的范围。

为了估算气隙长度L_g，必须计算出磁芯未开气隙时的相对磁导率。利用磁芯参数A_e(cm^2)、等效磁路长度L_e(cm)及未开气隙的等效电感量A_L (nH/t^2)可以计算出相对磁导率μ_r：

$$\mu_r = \frac{A_L \times L_e}{0.4 \times \pi \times A_e \times 10} \quad (17)$$

气隙长度L_g为变压器磁芯中心柱研磨以后的空气间隙的长度。研磨容差及A_L的精度要求L_g有约0.08 mm的最小限定要求。如果L_g小于此数值，则或者要求增大磁芯尺寸(A_e)，或者增加N_p的圈数。L_g(mm)可以利用初级圈数N_p、磁芯等效截面积A_e (cm^2)、初级电感量L_p (μH)、等效磁路长度L_e (cm)及相对磁导率μ_r计算得出：

$$L_g = \left[\frac{0.4 \times \pi \times N_P^2 \times A_e}{L_P \times 100} - \frac{L_e}{\mu_r}\right] \times 10 \quad (18)$$

变压器制造商所要求的未开气隙的等效电感量A_{LG}(nH/t^2)可利用初级电感量L_p (μH)和初级圈数N_p计算得出：

$$A_{LG} = 1000 \times \frac{L_P}{N_P^2} \quad (19)$$

箝位，偏置，旁路和反馈

由R_{FB}、C_{CLAMP}和D_{CLAMP}组成的RCD箝位(图 1)，将*LinkSwitch*关断期间由变压器漏感引起的初级电压安全地限定在低于*LinkSwitch*内部MOSFET的击穿电压B_{VDSS}以下。前沿电压尖峰（由变压器的漏感引起）由R_{LF}和C_{CLAMP}进行滤波，这样一来C_{CLAMP}被有效地充电至变压器反射电压的电压水平。

反馈来自于变压器的反射电压，约等于变压器次级绕组输出电压（图1中的V_{SEC}）乘以变压器的变比。由于漏感的影响（漏感引起峰值充电），计算得到的V_{OR}可能与C_{CLAMP}两端实际测量得到的电压会有少许不同。由于*LinkSwitch*位于直流总线的高压端，反射电压的信息只以*LinkSwitch*的源极引脚作为参考，而不依赖于输入电压的高低。

反射电压直接由R_{FB}转换为*LinkSwitch*控制引脚的电流，用于占空比控制及偏置供电。控制引脚电容C_{CP}提供旁路滤波、控制环路补偿，并储存在开机和自动重启动期间所需的能量。

反馈电阻(R_{FB})

箝位和反馈电路的设计首先要考虑反射电压。以图3中的原理图为例，如果初级圈数$N_P = 116$，次级圈数$N_S = 15$，按照公式20可以计算出次级峰值电流。其中$I_{PRI(PEAK)}$等于*LinkSwitch*限流点的典型值$I_{LIM(TYP)}$。

$$\begin{aligned} I_{SEC(PEAK)} &= \frac{N_P}{N_S} \times I_{PRI(PEAK)} \\ &= \frac{116}{15} \times 0.254 \\ &= 1.96\ \text{A} \end{aligned} \quad (20)$$

测得的次级二极管的正向电压降为0.7 V，次级绕组阻抗为0.15 Ω，电缆阻抗为0.23 Ω。因此V_{SEC}为：

$$\begin{aligned} V_{SEC} &= V_O + V_{RCABLE} + V_{DOUT} + V_{RSEC} \\ &= V_O + (I_O \times R_{CABLE}) + V_{DOUT} \\ &\quad + (I_{SEC(PEAK)} \times R_{SEC}) \\ &= 5.5\ \text{V} + (0.5\ \text{A} \times 0.23\ \Omega) + 0.7\ \text{V} \\ &\quad + (1.96\ \text{A} \times 0.15\ \Omega) \\ &= 6.61\ \text{V} \end{aligned} \quad (21)$$

利用V_{SEC}可以计算出V_{OR}的精确值为：

$$\begin{aligned} V_{OR} &= \frac{N_P}{N_S} \times V_{SEC} \\ &= \frac{116}{15} \times 6.61\ \text{V} \\ &= 51.1\ \text{V} \end{aligned} \quad (22)$$

一个1%、0.25W的R_{FB}电阻将箝位电压转换为*LinkSwitch*的偏置和控制电流。

反馈电压V_{FB}可由V_{OR}和漏感引起的误差电压V_{LEAK}计算出来。

V_{LEAK}数值的变化依赖于漏感的大小、箝位电容的大小以及所使用的箝位二极管的类型。对于50 μH的漏感来讲，可以采用5 V的初始预估值。

$$V_{FB} = V_{OR} + V_{LEAK} \quad (23)$$

一旦制作完成了一个原型样板，V_{FB}的数值可以通过在电源输出达到峰值输出功率点时测量C_{CLAMP}两端的电压直接得到。测量时使用电池供电的数字电压表。这样可以充分地对共模信号加以抑制，防止受开关波形的影响，从而得到精确的结果。所测得的电压即为V_{FB}。该电压减去V_{OR}后所得的数值即为V_{LEAK}，可作为将来设计的预估数值。对于图3的设计，V_{LEAK}的数值为5.6 V，所测得的V_{FB}为56.7 V。

R_{FB}的初始值可由反馈电压V_{FB}、控制引脚电压$V_{C(IDCT)}$和*LinkSwitch*数据手册中规定的CC/CV转换点处的控制引脚电流I_{DCT}计算出来。

$$\begin{aligned} R_{FB} &= \frac{V_{FB} - V_{C(IDCT)}}{I_{DCT}} \\ &= \frac{56.7\ \text{V} - 5.75\ \text{V}}{2.3\ \text{mA}} \\ &= 22\ \text{k}\Omega \end{aligned} \quad (24)$$

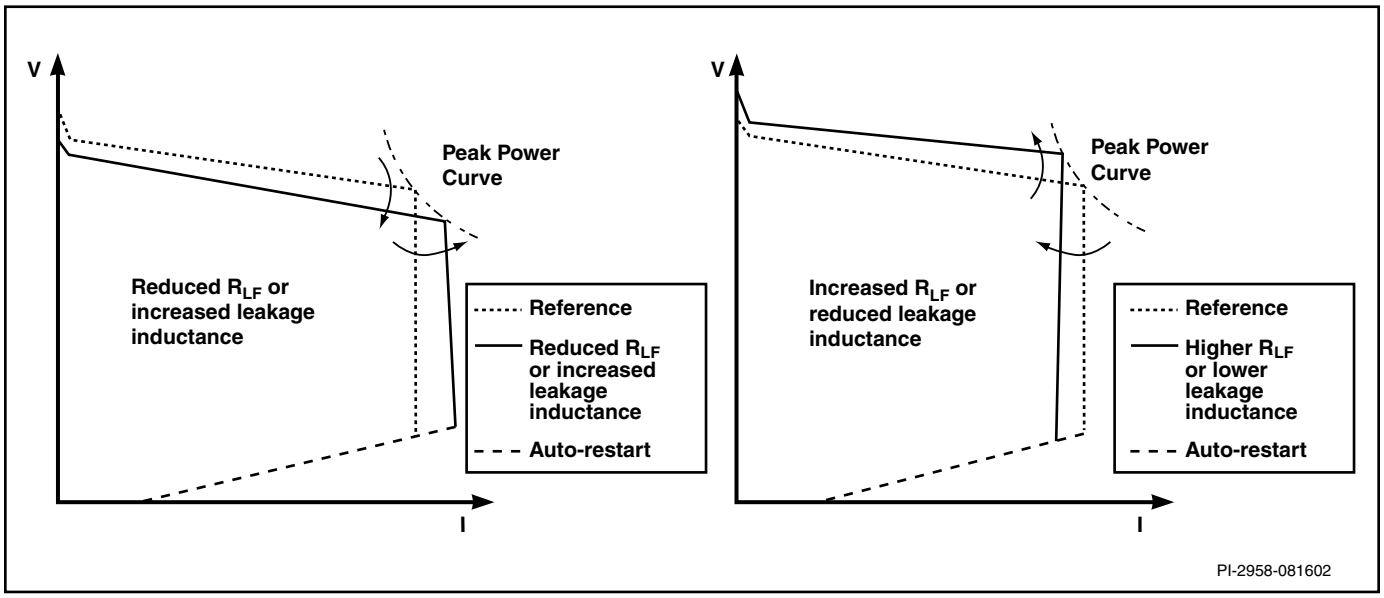

图 5. R_{LF}或漏感的变化对输出特性的影响

选取最接近的标准数值电阻。可以调整电阻R_{FB}以便调整输出电压的中心值。在图3的例子当中R_{FB} (R1)使用20.5 kΩ的数值，在额定输出电流I_O点处输出电压V_O的中心值接近5.5 V。

值得注意的是R_{FB}的功率消耗，它在*LinkSwitch*的待机功率中所占比重很大，因而要加以计算：

$$P_{RFB} = (2.3\ \text{mA})^2 \times R_{FB} = 111\ \text{mW} \qquad (25)$$

对于那些不需要满足严格待机功耗要求的应用，也可以使用较高的V_{OR}。此时也提高了*LinkSwitch*的输出功率能力。

箝位二极管(D_{CLAMP})

二极管D_{CLAMP}应为击穿电压至少为600 V的超快速或快速恢复二极管。通常快速恢复时间的二极管成本稍低些，同时可以降低EMI，因此建议最好使用快速二极管。

注意，不要使用正常恢复时间的二极管 (1N400X或者类似型号)，它们会引起额外的漏极电压震荡。

箝位电阻(R_{LF})

R_{LF}可以有效滤除反射电压波形上的漏感尖峰，其数值必须通过实验的方法反复进行调整确认。R_{LF}对图5所示的CV和CC曲线的平均值和斜率都有直接的影响，因而可以用于将输出特性调整至某个范围。

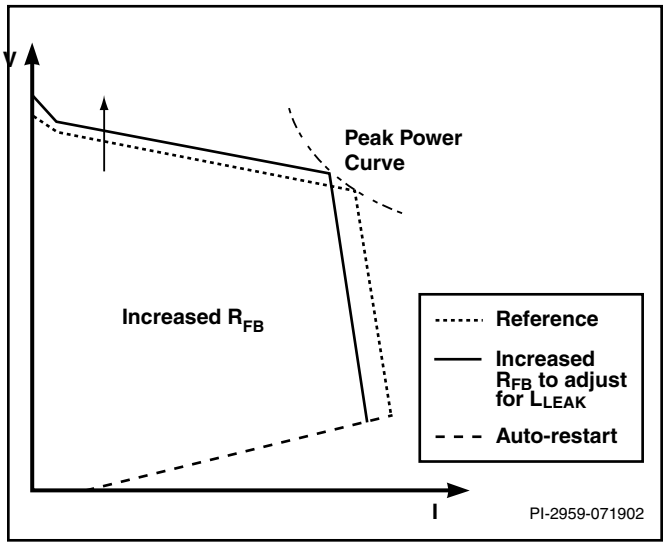

图 6. 漏感很高时增大R_{FB}会引起空载电压和空载功耗的增大

在CV工作区域，增大R_{LF}也就增大了平均输出电压，从而降低了CV工作区域的斜率 (输出电压随输出电流变化的情况)。在CC工作区域，增大R_{LF}会使得平均输出电流更低，从而导致向内稍微“弯曲”的恒流曲线（回滞特性）。

空载时，增大R_{LF}后由于初级漏感被更加有效地滤波，因而空载电压会略微升高，但次级漏感引起的峰值充电不变。尽管空载电压有少许增加，但对空载功率消耗的影响很小。

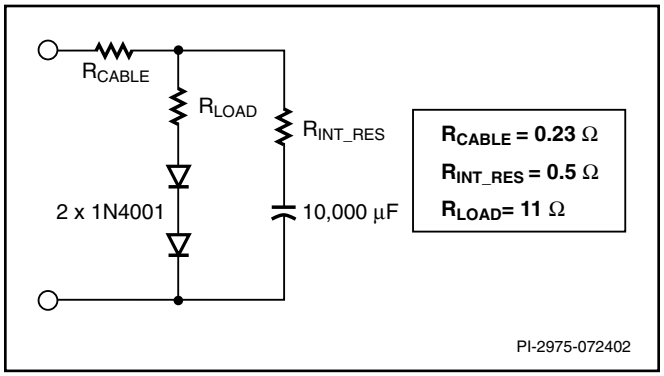

图 7. 电池负载模型举例 (数值对应于典型的3 W、5.5 V电池充电器)

在漏感很高的设计当中，可以增加R_{FB}的数值以提高整个输出电压（图6）。可是这样也会增大空载电压，并因此而增大空载功率消耗。

为得到R_{LF}的数值：

- 使用100 Ω的典型初始值，变压器使用标称电感量。
- 检查曲线的CC部分，调整R_{LF}的数值，直到得到近似垂直的CC曲线 (起始CC点的电流和结束点的CC电流近似相等)。
- 检查曲线的CV部分。
  - 电压微调时，可改变R_{FB}的数值。

箝位电容(C_{CLAMP})

使用很小的箝位电容C_{CLAMP}时，输出电压会略微升高。使用较大数值C_{CLAMP}时，输出电压会稍稍降低。继续增加C_{CLAMP}将不会引起输出电压的进一步变化。

因此，在选择C_{CLAMP}时要采用实验的方法，使用最小数值的电容，保证在使用比其更大一点的电容时输出电压不会发生明显的变化。对于大多数的设计，使用100 nF的典型值，元件的容差对输出电压的影响可以忽略不计。该电容的额定耐压应高于V_{OR}，一般都采用100 V耐压的电容。

C_{CLAMP}的数值必须随温度及工作电压的变化维持稳定。最好选择金属塑料薄膜电容，因为耐压较高、使用稳定介质（比如NPO或COG）的陶瓷电容价格较高。而低成本的陶瓷电容（比如Z5U介质）随电压和温度的变化其数值变化很大，由于它们会引起输出振荡，因而应避免使用。

控制引脚电容(C_{CP})

C_{CP}设定了自动重启动的周期，同时也设定了开机的时间，进而防止在电源上电后，输出电压达到稳定之前电源进入自动重启动状态。如果负载为电池则使用0.22 µF的典型数值。但如果要求电源在阻性负载或恒流负载（比如实验室用的电子负载）下也能在峰值输出功率点启动，则该电容要增加到1 µF。这样可以保证上电期间有足够的时间使得输出电压达到稳压值。该电容的类型不是很重要。或者可以使用一个小的陶瓷电容，或者可以使用耐压为10 V或更高的电解电容。

输出整流及滤波(D_{OUT}, C_{OUT})

输出二极管应具有足够高的反向峰值电压(PIV)额定值。可以采用PN结或肖特基二极管。肖特基二极管可以得到较高的效率且电源的CC输出特性线性度很好，但成本较高。也可使用快速或超快速PN结二极管，最好使用超快速（t_{rr}约50 ns）二极管，因其CC线性度接近肖特基二极管的输出特性。

$$PIV\,D_{OUT} \geq \left(V_{DC(MAX)} \times \frac{N_S}{N_P} \right) + \left(V_O \times 1.5 \right) \qquad (26)$$

输出二极管的耐压额定值可以使用公式26计算出来。$V_{DC(MAX)}$为直流总线电压的最大值(对应宽电压或230 VAC单电压输入，该数值为375 V；对于仅有115 VAC输入的设计，其数值为187 V)。输出电压V_O乘以1.5以考虑到空载时输出电压的增加。输出二极管电流额定的初始最佳预估值为$2 \times I_O$。

输出二极管可以位于次级绕组的高压端，也可以位于低压端。但位于低压端时，如果适当地对变压器结构加以调整，电源的传导EMI较低。

对于电池充电器的应用，可以大大降低输出电容C_{OUT}的大小和成本。在给完全放电的电池充电期间，仅在很短的时间以内才有很高的纹波电流流经C_{OUT}。设计者必须对C_{OUT}电容的纹波电流额定值加以考虑，所使用的电容应确保在短时间内纹波电流可以超过其额定值，而不会严重影响其使用寿命。当电池充电接近完成时，*LinkSwitch*电路会转换至CV工作模式，此时电容的纹波电流要小很多。

对于以稳定的额定负载电流工作的适配器应用，C_{OUT}应使用低ESR类型的电容，并相应地选取纹波电流的额定值。

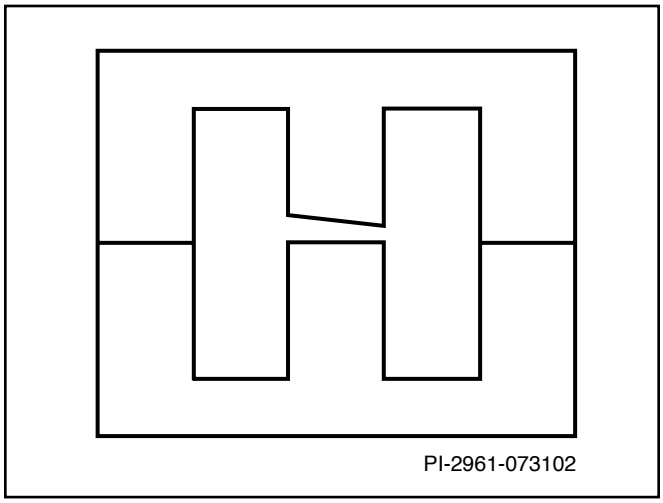

图 8. 不均匀的磁芯气隙会使得曲线CC部分非线性，应避免气隙不均匀

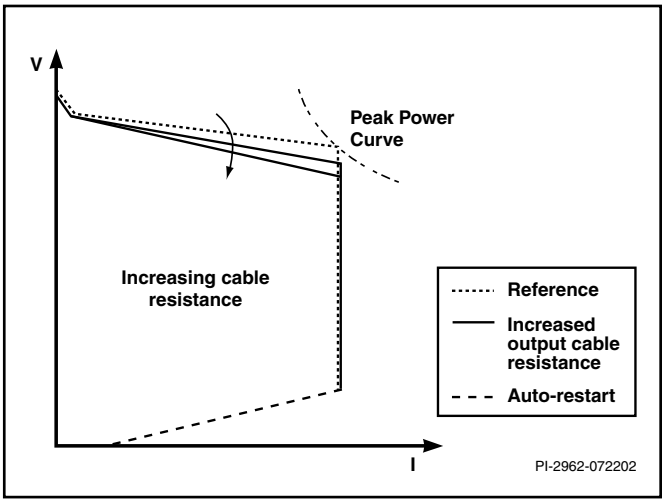

图 9. 输出电缆阻抗增大对输出特性的影响

电池充电器的设计当中，通常不需要附加的L-C输出级（π型滤波器）来降低开关噪声。电池本身将会对开关噪声和输出纹波加以滤波。但是，如果负载为阻性负载，则需要该级滤波电路，以满足输出纹波和噪声要求。在设计期间对电池充电器进行评估时，可以使用图7所示的类似电路来模拟电池负载，该电路为电池及输出电缆的电路模型。

桥式整流、能量储存及EMI滤波器

图1所示为一个低成本设计中的典型输入级电路。D1-D4对通用AC输入电压进行整流。C1和C2提供能量存储、滤波及EMI滤波器功能。RF1降低了浪涌电流和EMI，同时在任何初级元件短路失效时，该元件会象保险丝一样安全地开路断开。

传导EMI滤波器由两级差模电路构成。RF1和C1构成了第一级差模滤波。第二级差模滤波器由L1和C2构成。

RF1应采用10Ω的低成本的绕线可熔断电阻或者直接放一个保险丝。最好采用电阻而不是保险丝，因为电阻同时还可以用来限制冲击电流，防止输入电压的瞬态改变，并有助于雷击实验 (差模或常态模式测试)。在电压瞬态改变及浪涌测试时，较低数值的电阻会增大其功率消耗 (V^2/R 计算得出的功率)。而较高数值的电阻在稳态工作时功耗较大(I^2R)，并因此而使电源的整体效率变低。避免使用金属膜电阻，因其承受瞬态功率的能力不够高，在输入电压瞬变及浪涌冲击电流太大时电阻会永久性损坏而需要对电源进行维修更换。

为满足某些安规认证机构的要求，RF1在发生故障而开路时不允许冒烟、起火或有任何炽热材料产生，因其可能对初次级之间的绝缘层造成损害。关于具体的要求及指导请咨询安规工程师或当地的安规认证机构。

二极管D1至D4的耐压应为400 V或更高。使用标准恢复类型的二极管以降低EMI。

C1和C2的总容量对于宽电压输入的设计应满足3μF / 瓦特(按输出功率计算)，这样才能保证输出电压纹波在可以接受的范围。对高输入电压的单电压（185 VAC至265 VAC）应用，此建议值可以降低到1 μF/W，但必须确认电容的纹波电流额定值及差模输入电压瞬态特性能够满足使用要求。

L1只对低频成份有效，典型值范围为680 μH至2.2 mH。额定电流值约为80 mA的RMS电流数值。

提示与技巧

变压器结构

在设定峰值输出功率时初级电感量很关键。该参数的容差必须很好地加以控制。若满足峰值功率点处±20%或±25%的CC容差 (分别对应LNK501和LNK500器件)，初级电感量的容差范围应为±10%或更高。

未开气隙磁芯的磁导率的容差限制了中心柱开气隙的最小气隙尺寸。对于一个EE13的磁芯，为保证初级电感量±10%的容差，可行的最小中心柱气隙尺寸约为0.08 mm。该数值对于不同的磁芯供应商会有所变化，因而在提交设计之前必须对此加以验证。

可以采用其它开气隙的方法来达到更加严格的容差，但可能不是所有的厂家都支持这样的开气隙技术。因而需要与选定的磁芯供应商进行确认。在磁芯的三个柱使用薄膜材料加以隔离的薄膜开气隙方法可以得到更好的机械容差精度，进而提高整个变压器初级电感量精度。在使用0.05 mm气隙时，电感量的容差可以达到±7%。由于磁芯

边柱上也有气隙，引起的磁通辐射会耦合到输入滤波器的元件，因而其传导EMI结果会比预想的要差。如有必要，可以在变压器磁芯的外面增加一圈短接的铜片来防止此现象的发生，该铜片也称为“腹带”。

磁芯气隙应保证均匀一致。不均匀的磁芯气隙 (见图8)，特别是气隙尺寸很小时，会使得初级电感量随磁通密度的改变而改变 (局部饱和)，因而引起曲线恒流区域的非线性。为了验证气隙的均匀程度，建议使用DC供电方式检测初级的开关电流波形。电流的斜率为di/dt = V/L，在MOSFET导通时间内该斜率应维持不变。斜坡电流斜率的任何变化都表明所开气隙不均匀。

验证非连续工作方式

可以使用公式27来验证设计在最差情况下是否维持非连续导通方式：

$$\frac{2\times I_{O(MAX)}\times f_{S(MAX)}\times L_{P(MAX)}}{D\times(1-D)\times V_{DC(MIN)}}<\frac{N_P}{N_S} \qquad (27)$$

其中，$I_{O(MAX)}$为最大CC容差情况下（通常为$I_{O(NOM)}$ + 20%）的输出电流(A)，$f_{S(MAX)}$为*LinkSwitch*的最大开关频率(Hz)，$L_{P(MAX)}$是最大容差情况下的初级电感量(H)，D为最低输入电压时电源的占空比(通常在85 VAC输入时为0.3，在195 VAC输入时为0.13)，而$V_{DC(MIN)}$为最低交流输入电压时DC电压的最小值 (通常在85 VAC输入时为100 VDC，在195 VAC输入时为230 VDC)。

输出电缆的影响

至此，我们已经讨论了漏感、R_{LF}、R_{FB}和C_{CLAMP}大小的影响。但是，在使用*LinkSwitch*进行设计时，还有其它一些参数需要加以考虑。

如果输出电缆所用导线的线径减小，则电缆阻抗两端的电压降会增加。在负载端就会呈现很差的CV工作特性，而且效率也较低。同时对于相同的输出电流而言也会得到不同的CV/CC转换点(见图9)。要确保输出电缆的压降或者输出电缆的阻抗在可接受的范围内。

使用假负载降低空载电压

在很轻的负载情况下(约小于5 mA)，输出电压由于次级的峰值充电作用而升高。通过增加一个小的假负载电阻的方法可以使该电压明显地降低。图10所示为在一个9 V输出的设计中分别使用1 mA和2 mA假负载对输出电压的影响，可以看到空载电压降低了1.3 V。如此小的假负载对空载功率消耗的影响很小 (约10 mW至20 mW)。

空载功耗的降低

影响空载或待机功耗的主要因素为P_{BIAS}和容性的开关损耗$P_{C(LOSS)}$(公式9和公式28)。如果空载功耗太高，可以重新设计一个V_{OR}较低的变压器。

一般来讲，器件和变压器总的寄生电容为25 pF至30 pF，在输入电压的增高时会引起开关损耗的增加，因而对待机或空载功耗的影响很大。

$$P_{C(LOSS)}=\frac{C_{TOT}\times V_{MAX}^2\times f_S}{2} \qquad (28)$$

对于宽电压输入或者230 VAC单电压输入应用，V_{MAX}的典型值为340 V。在轻载或空载情况下f_S为30 kHz。寄生电容损耗$P_{C(LOSS)}$一般为40 mW至100 mW。在计算L_P时不包含此部分的损耗，因为磁芯不会处理这部分功率。

为了降低变压器的电容，初级绕组要使用双层涂层的漆包线。不要使用真空浸漆，因为清漆相当于一种电介质，会增加绕组的匝间电容。普通浸漆不会引起这样的问题。

输出二极管两端使用的RC缓冲电路同样会引起空载功耗的增加。如有必要，可以减小所用电容的容量。如果使用超快速的二极管，可以尝试使用一个快速的二极管，这样就有可能去掉缓冲电路。

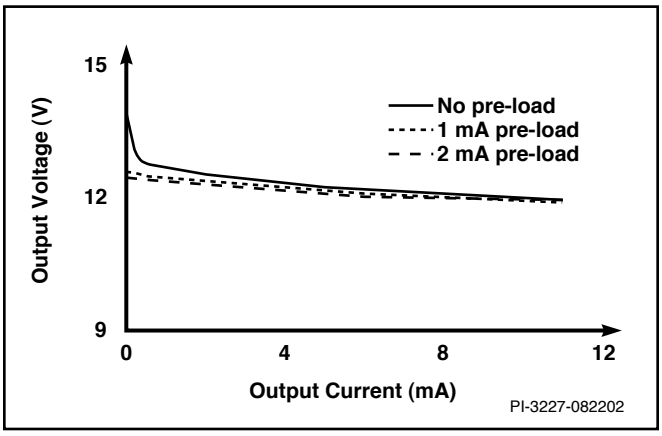

图 10. 很小的假负载可以极大地降低空载电压

示波器的正确连接方法

为防止额外增加的示波器探头电容触发*LinkSwitch*的限流点，不要将示波器的地连接到源极引脚。测量源极至漏极的电压时应按图11所示连接示波器。由于示波器是以DC总线作为参考的，因而需要使用隔离变压器将电源与交流输入加以隔离。

利用光耦器改善CV精度

图12所示的原理图为一个在次级使用电压参考及光耦器来改善整个负载范围内的CV精度的例子。VR1、U1和R3两端的压降（检测电压）设定了标称的输出电压。反馈电阻R_{FB}分为两个，构成了一个分压器对光耦器镜像三极管两端的电压加以限制。因而光耦器可以有效地调整电阻分压器的比例来控制R2两端的直流电压及流入控制极引脚的电流。对于输出精度小于等于±5%的设计，VR1要使用一个电压参考IC (TL431)来替代。

使用光耦器工作的详细介绍请参看*LinkSwitch*数据手册。

单点故障测试

*LinkSwitch*电路对于单点故障测试只需进行很少的考量。将R_{LF}、D_{CLAMP}或R_{FB}开路可以断开反馈环路，从而使得*LinkSwitch*进入自动重启动工作状态。此时，次级输出电压会升高，但输出功率会被限制在标称输出功率约8％的水平。这样可以防止输出电容发生严重失效。如有需要，可在输出端增加一个0.5 W的稳压管来对此升高的电压加以箝位。稳压管的电压应高于空载情况下电源标称的最高输出电压。C_{CP}电容开路或者短路都可以安全地使*LinkSwitch*停止工作。

但是，在C_{CLAMP}开路时*LinkSwitch*不会进入自动重启动工作方式。此时输出电压会升高到不可接受的水平，从而引起输出电容的损坏。在电源输出满载功率时，输出箝位Y要求稳压管的功率额定值要等于或高于标称输出功率。

再使用一个电容与C_{CLAMP}并联可以解决此问题。当C_{CLAMP}开路时，第二个电容可以作为C_{CLAMP}来使用。第二个电容可以使用数值很小的陶瓷电容(0.01 µF)，因为在正常工作情况下C_{CLAMP}起主要作用。

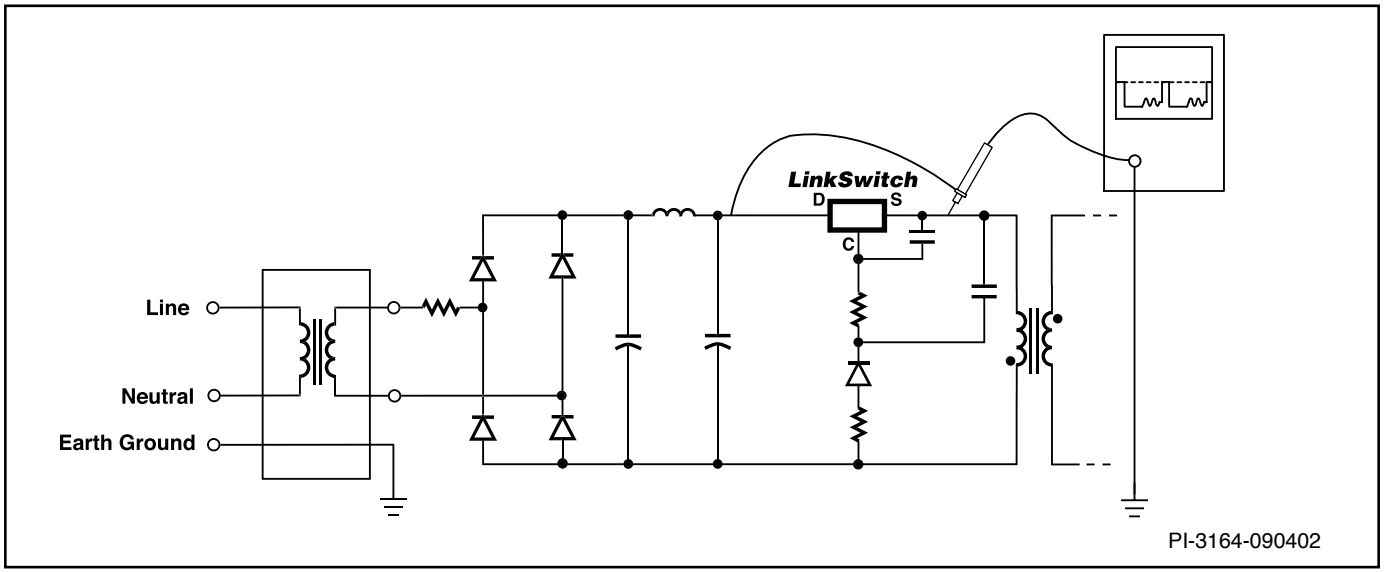

图 11. 测量开关波形时示波器正确的连接方法

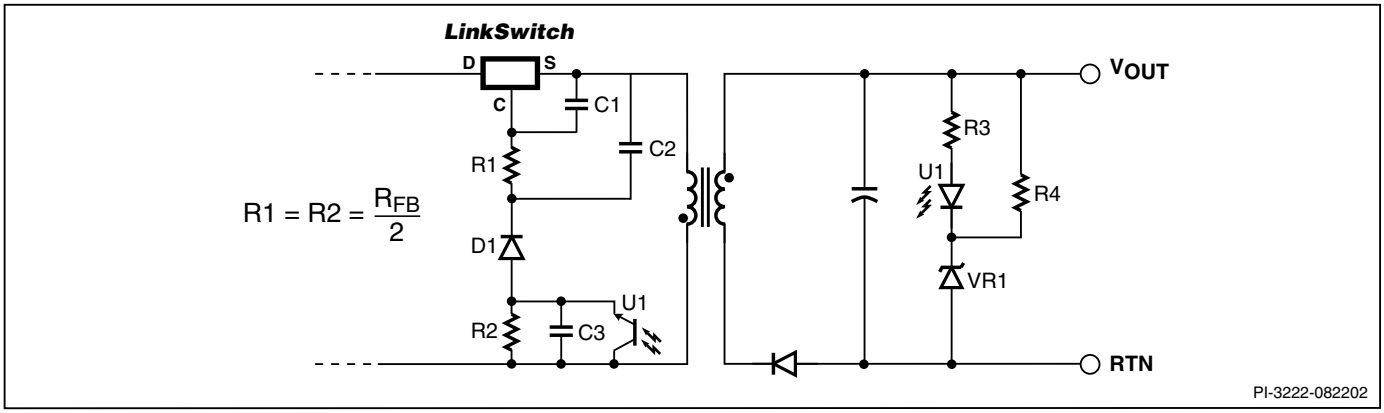

图 12. 使用光耦器反馈的电源原理草图

附录A–*LinkSwitch* LNK500/501容差分析

输出特性的容差

器件容差及外部电路的容差决定了整个*LinkSwitch*电源输出特性的容差。对于一个典型的设计，在峰值功率点处电压的容差范围为±10%，而电流的容差范围为±20% (LNK501)或±25%(LNK500)。此为估计的整个容差变化范围，包括大批量生产中*LinkSwitch*、变压器容差及输入电压变化的影响。

附录中所给出的表达式用于对图3所示的LNK501电路在大批量生产时预计电路变化的计算。

此分析同样适用于LNK500的设计。唯一不同的是较宽的I^2f容差范围 (LNK500为±12%，而LNK501为±6%)，相应地，需要将ΔI/ΔV增加至±3%。

恒流限制

在进入恒流工作之前的峰值功率点处，变压器传输最大的功率。由于*LinkSwitch*设计工作于非连续工作方式，传输的功率由表达式$P=1/2LI^2f$给出。其中，L为初级电感量，I为初级峰值电流，f为开关频率。

为简化分析，数据手册中的参数表中对I^2f系数进行了规定。该参数为限流点的平方与开关频率的乘积，其数值对应于反馈参数I_{DCT}。这样，就给出了一个单一参数项，用于电源峰值功率点变化的计算，说明了仅由*LinkSwitch*器件对其造成的影响。

表A1对其它的一些变化进行了总结，即包括随机变化（单台电源之间）或与统计方面无关的变化，也包括一些确定性的偏差和变化（测试单台电源时所表现出来的变化）。随机变化采用和的平方根的方法来计入误差变化中，而偏差则采用直接加法计入的方法。另外一列(ΔI/ΔV)与和I^2f及L_p相对应的参数项包括输出电流随输出电压的变化所造成的影响。这一点必须加以考虑，因为CV曲线的斜率不会是零。因此，作为例子，如果峰值功率增加，进一步增加输出电流时，在峰值功率点的电压会更低些。

表A1中±19.7%的数值为CC区域考虑全部因素后的容差变化范围。

变量	偏差	随机	ΔI/ΔI	随机 + ΔI/ΔI	偏差+ 随机
初级 电感量	-	+10%	+2.5%	+12.5%	
I^2f	-	+6%	+1.5%	+7.5%	
输入 线电压	+3.2%	+3%	-	+3%	
CC 线性度	-	+2%	-	+2%	
T_J (25-65 °C)	+1.5%	-	-	-	
总计	+4.7%			+15%	+19.7%

表 A1. CC容差的原因

特别需要注意的是，恒流线性度（恒流特性的垂直度）±2%的数值仅仅适用于输出功率接近3 W、初级电感量约为3 mH的设计。这是由于内部电路在输入电压改变时对漏极电流的di/dt变化进行了补偿。这种补偿是针对85 VAC至265 VAC输入电压范围、电感量为3 mH时的条件进行恰当补偿的。在较低功率的设计当中，初级电感量也会低些，从而导致的误差增加了CC曲线的非线性度。

输出二极管的选择同样会影响CC线性度。表A1中所示的数值是基于肖特基二极管的应用情况。PN结二极管较慢的反向恢复时间会引起CC特性随着输出电压的下降向外弯曲。

峰值功率点处的恒压工作

CV工作期间，根据C_{CLAMP}电容（图1）两端的电压V_{FB}，通过调整占空比对输出特性进行控制。由很多参数会决定实际的输出电压值，进而影响峰值功率点处的输出电压容差。其中一些需要考虑的关键参数有：

- 由于输入电压的变化所引起的R_{FB}中电流的变化
- 控制引脚电压- $V_{C(IDCT)}$
- 输出二极管正向压降- V_{DOUT}
- 由于在30%占空比时控制引脚电压的容差所引起的R_{FB}中电流的变化(I_{DCT})
- 反馈电阻容差- $\Delta\%_{RFB}$

依次检查上述的每个关键参数。

当输入电压改变时输出电压的变化最严重。

I_{DCT}决定了R_{FB}两端的电压，对应于低输入电压时30%占空比的情况。输入电压较高时，控制引脚电流增加，R_{FB}两端电压也会增大。R_{FB}两端的电压变化$\Delta V_{FB(LINE)}$依赖于占空比的变化ΔDC、相应的控制引脚电流的变化ΔIC_C(mA)及R_{FB}的电阻值(kΩ)。在*LinkSwitch*的数据手册中可以找到占空比变化与控制引脚电流变化之间的关系曲线。

$$\Delta V_{RFB(LINE)} = \Delta I_C \times R_{FB} \quad \text{(A1)}$$

对于一个宽电压输入的设计，输入电压从低到高改变时对应的占空比变化ΔDC通常为0.2 (单电压输入的设计占空比变化为0.09)，相应的控制引脚电流的变化通常为0.15 mA。

为得到电源输出的改变量，$\Delta V_{RFB(LINE)}$的数值应以V_{FB}百分比的形式来表示。对应输入电压变化（在峰值功率点）的表达式因此可以表示为：

$$\Delta\%_{LINE} = \pm\frac{\Delta V_{RFB(LINE)}}{2 \times V_{FB}} \times 100\% \quad \text{(A2)}$$

85 VAC输入时、占空比为30%的典型设计在峰值功率点处的控制引脚电压$V_{C(IDCT)}$对应于电流等于I_{DCT}。此参数的容差包括温度的改变，可以在数据手册中直接得到。由于输出电压实际上直接由V_{FB}加以控制，$V_{C(IDCT)}$的变化可以V_{FB}的百分比来表示。该表达式可以表示为：

$$\Delta\%_{VC(IDCT)} = \pm\frac{V_{C(IDCT)(MAX)} - V_{C(IDCT)(TYP)}}{V_{FB}} \times 100\% \quad \text{(A3)}$$

输出二极管正向压降随温度的任何变化都会引起输出电压的变化。V_O的百分比表达式为：

$$\Delta\%_{VDOUT} = \pm\frac{\Delta V_{DOUT}}{2 \times V_O} \times 100\% \quad \text{(A4)}$$

一般地，使用PN结二极管时，+50 °C温度变化的二极管正向电压变化量为+0.1 V，而对应肖特基二极管，对应的变化量为+0.025 V。考虑到器件之间的差异，具体数值请咨询二极管生产商。

由于在占空比30%时控制引脚电流存在容差，所引起的任何流经R_{FB}电流I_{DCT}的变化都会引起输出电压的改变。由于I_{DCT}(mA)容差所引起的R_{FB}(kΩ)两端电压的变化可以表示为：

$$\Delta V_{RFB(IDCT)} = \pm\frac{I_{DCT(MAX)} - I_{DCT(MIN)}}{2} \times R_{FB} \quad \text{(A5)}$$

以V_{FB}两端电压的百分比表示，则变化量为：

$$\Delta\%_{IDCT} = \pm\frac{\Delta V_{RFB(IDCT)}}{V_{FB}} \times 100\% \quad \text{(A6)}$$

则总体变化量可使用下式加以估算：

$$\Delta\%_{CV} = \pm\Delta\%_{LINE} \pm \Delta\%_{VDOUT} \pm\sqrt{\Delta\%^2_{VC(IDCT)} + \Delta\%^2_{IDCT} + \Delta\%^2_{RFB}} \quad \text{(A7)}$$

以图3所示的设计为例：

$$\Delta\%_{VC(IDCT)} = \pm\frac{6\text{ V} - 5.75\text{ V}}{54.2\text{ V}} \times 100\% = \pm 0.46\% \quad \text{(A8)}$$

$$\Delta\%_{VDOUT} = \pm\frac{0.025\text{ V}}{2 \times 5.5\text{ V}} \times 100\% = \pm 0.23\% \quad \text{(A9)}$$

$$\Delta V_{RFB(LINE)} = 0.15\text{ mA} \times 20.5\text{ k}\Omega = 3.1\text{ V} \quad \text{(A10)}$$

$$\Delta\%_{LINE} = \pm\frac{3.1\text{ V}}{2 \times 54.2\text{ V}} \times 100\% = \pm 2.9\% \quad \text{(A11)}$$

$$\Delta V_{RFB(IDCT)} = \pm\frac{2.36\text{ mA} - 2.24\text{ mA}}{2} \times 20.5\text{ k}\Omega = \pm 1.23\text{ V} \quad \text{(A12)}$$

$$\Delta\%_{IDCT} = \pm\frac{1.23\text{ V}}{54.2\text{ V}} \times 100\% = \pm 2.27\% \quad \text{(A13)}$$

R1 (R_{FB})的容差为1%。

$$\begin{aligned}\Delta\%_{CV} &= \pm 2.9\% \pm 0.23\% \pm \sqrt{(0.46^2 + 2.27^2 + 1^2)} \\ &= \pm 2.9\% \pm 0.23\% \pm 2.52\% \\ &= \pm 5.65\%\end{aligned} \quad \text{(A14)}$$

由输入电压的变化及输出二极管正向电压随温度的变化所引起的确定性的变化量，再加上独立电路及器件改变量根据统计而得出的和的平方根即为总的容差。

在公式A14中，$\Delta\%_{LINE}$的输入电压项(±2.9%)表示输入电压在175 VAC±90 VAC范围内改变时相应的输出电压改变量。175 VAC对应于规定的85 VAC至265 VAC电压范围的中心点电压。

同样，如果以85 VAC作为输入电压的起始参考电压，则当输入电压增大至265 VAC时输出电压会增大+5.8% (2.9%的两倍)。

上面的分析是针对一个具体的例子进行的。类似二极管的选择、温度范围及输出电压这些因素都可能导致更大的容

差出现。但是，在大多数情况下，设计者都可以保证整个容差在小于±10%的范围。

注意，除了R_{FB}和$V_{C(IDCT)}$之外，在前面所述的CC容差分析当中都已经讨论了以上所有的容差影响。由于R_{FB}和$V_{C(IDCT)}$为电源单体之间的容差，因而它们对整个误差的影响很小 (在总的电源单体误差中小于0.1%)。

低于峰值功率点的恒压工作

随着输出负载从峰值功率点的降低，由于与负载端相比存在跟踪误差，输出电压往往会增高。产生这一现象的原因包括输出电缆压降、输出二极管正向电压及漏感。其中漏感起主导作用。

当负载减轻时，初级的峰值工作电流也减小，漏感的能量也随之降低，因而降低了对C_{CLAMP}的峰值充电。对应50 μH的初级漏感，负载从满载至空载改变时输出电压一般会上升40%。

附录B: 在低压端使用LNK520的器件时需要考虑的*LinkSwitch*问题

介绍

LNK500/501和LNK520的不同之处在于*LinkSwitch*器件在电路当中的位置。LNK500/501设计用于高压端的工作方式，而LNK520设计用于低压端的工作方式并使用偏置绕组。在低压端的应用当中，由于器件的源极与“安静”的初级返回端相连，因而降低了共模EMI。这样可以避免由于PCB布局的改变所引起的EMI性能的不稳定，并且可以将连接至源极的PCB板面积最大化，以便作为器件的散热片加以利用而不会带来EMI问题。此外，LNK520的开关特性已经进行了优化，可以将辐射EMI降低5dB之多。表B2中所示为这两个系列产品的对比总结。

LNK520设计速成

图B1所示为生成一个原始的*LinkSwitch* LNK520设计所需的关键参数和元件。可能使用的初始预估值可以如下所示的参数作为参考：

1) 假设V_{OR}等于50 V。由于初级寄生电容的存在，待机损耗随V_{OR}的增加而增大（见公式28）
2) 假设V_{BIAS}等于15 V至25 V。CC精度可以得到改善，但随偏置电压的增高待机损耗会增大。
3) 根据公式5确定变压器的圈数比。如果没有合适的预估值或测量值可供选择，则使用肖特基二极管时假定等于0.7 V，使用PN结二极管时使用1.1 V的V_{DOUT}数值。R_{CABLE}等于0.3 Ω，R_{SEC}等于0.15 Ω，$I_{SEC(RMS)}$等于$2 \times I_O$，而$I_{SEC(PEAK)}$等于$4 \times I_O$。其中I_O为所要求的CC输出电流，V_O为CV/CC转换点处所要求的输出电压。
4) 根据公式13计算$P_{O(EFF)}$。P_{CORE}的初始预估值可以使用0.1 W。
5) 根据公式14计算L_P，并根据公式15、16、17、18和19计算变压器的其它参数。将公式14计算出的数值增加4%。
6) 由公式B3、B4、B5、B6和B7计算反馈电阻R_{FB}的大小。该电阻应采用1/4 W、1%的电阻。
7) 偏置绕组电容C_{BIAS}为1.0 μF、50 V的铝电解电容。
8) R_{CLAMP2}为100 Ω的1/4 W电阻。使用尽量大的R_{CLAMP1}电阻及尽量小的C_{CLAMP}电容，保证在峰值输出功率最大及输入电压最高时的$V_{DS} < BV_{DSS}$。
9) 如果变压器的漏感较高，R_{LF}使用200 Ω的电阻。漏感较低的变压器则使用15 Ω的R_{LF}电阻。
10) 对于电池负载，控制引脚电容C_{CP}使用0.22 μF、10 V的电容。对于阻性负载则使用1 μF、10 V的电容。
11) 选择输入和输出元件。见图B1及相关部分的介绍。
12) 制作原型样板。
13) 反复调整设计(参见提示与技巧部分的介绍)。

表 B1. LNK520设计速成

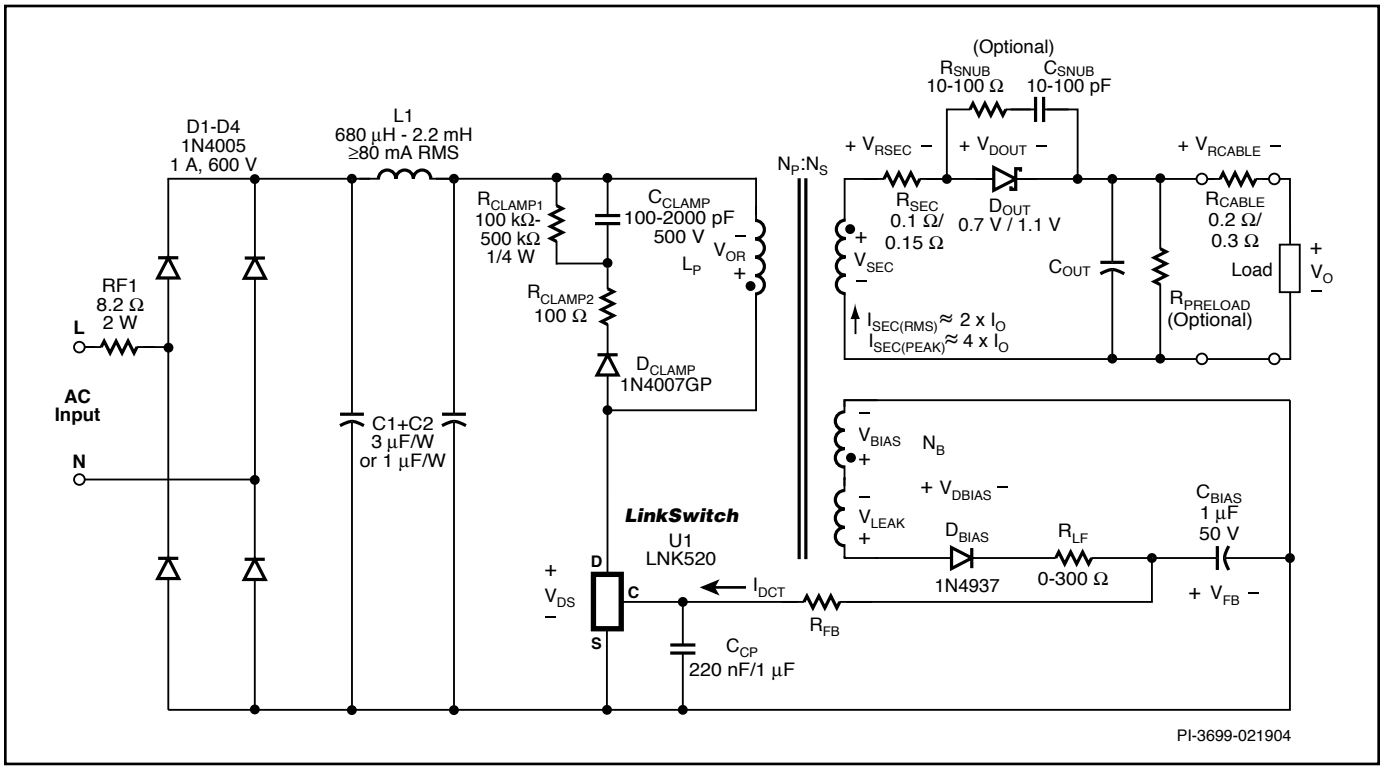

图 B1. 初始LinkSwitch LNK520设计的关键参数

产品	LNK500/501	LNK520
考量	• 最低成本的CV/CC解决方案 • 源极为开关节点 – 电路结构简单且元件数目少 • 开关速度很快，减小了损耗从而得到最佳的效率 • 源极PCB板的散热铺铜连接至开关节点 – 铺铜面积应尽量减小以便降低噪声 • 无需偏置绕组 – 电路结构最简单 • 特别适合于系统本身已经具备了EMI屏蔽或滤波器的线性替代的应用	• 很低成本的CV/CC解决方案 • 源极连接至安静的低压初级返回端 – 易于布局且噪声低（仅用于低压端的电路结构） • 开关速度进行了优化 – 将辐射EMI降低了5 dBµV（图B2） • 源极PCB板的散热铺铜连接至初级返回端 – 为得到更高的输出功率，其面积可以扩大而不会产生噪声（仅用于低压端的电路结构） • 要求使用偏置绕组 – 允许使用较高的V_{OR}以增加输出功率的能力（仅用于低压端的电路结构） • 适用于没有额外滤波器或屏蔽的系统
总结	建议LNK500/501用于已经具有EMI滤波器的较大系统且对成本比较敏感的应用(比如“白色”产品)。	建议LNK520即可用于单独的充电器或适配器应用，也可用于有EMI要求的较大的系统(比如应急灯)。

表2. LNK500/501与LNK520的比较

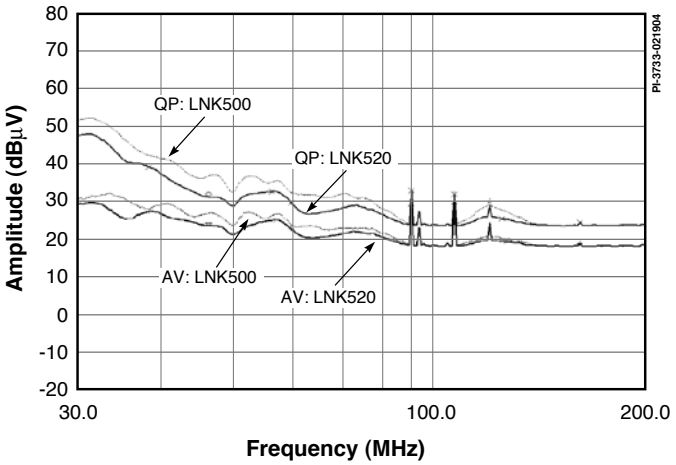

图 B2. LNK520和LNK500辐射EMI降低约5 dbμV的性能比较

范围

本附录用于帮助工程师使用LNK520器件设计一个AC-DC反激式电源，并对前面已经介绍的内容加以扩充。除非特别申明，否则使用LNK520的设计与使用LNK500的设计相一致。

对于希望尽快产生一个设计的读者，设计速成部分提供了足够的信息用于生成一个初始的原型设计。

CV/CC电路设计

图B3所示的LNK520电路为一个CV/CC充电器的例子，用于说明LNK520电源的设计方法。低压端的电路结构要求增加初级侧的偏置绕组及滤波元件来进行输出电压的检测。选择偏置绕组的圈数(N_B)，使得在标称的恒压(CV)峰值功率点处，偏置绕组输出电压维持在约20 V的水平。

由于变压器结构的不同，次级和偏置绕组之间的漏感存在不平衡的现象，因此需要对偏置电压和滤波元件进行调整，对此加以补偿。在低压端电路结构中箝位和反馈元件的选择请参看如下章节的介绍。为降低空载输出电压，在输出端有必要加几个毫安的假负载。

变压器设计

LNK520设计指南是建立在如下例外条件的：

1) V_{OR}的范围为40 V至80 V。
2) 为了使输出峰值功率点随温度的变化仍然位于中心位置，在85 VAC时计算得出的L_P数值增加+4%，而将195 VAC计算得出的L_P数值减小-3%。
3) 初级电感量(L_P)的容差应在±7.5%范围内 (以便满足LNK501±20%的CC容差，LNK520±24%的CC容差)。
4) 次级绕组两端使用每伏特1到3圈的次级圈数初始值。根据公式B1，使用20 V的偏置电压初始预估值及$V_{SEC(EST)} = V_O + V_{DOUT}$计算偏置绕组的圈数，取最接近的整数值。

$$N_B = \frac{V_{BIAS}}{V_{SEC}} \times N_S \qquad \text{(B1)}$$

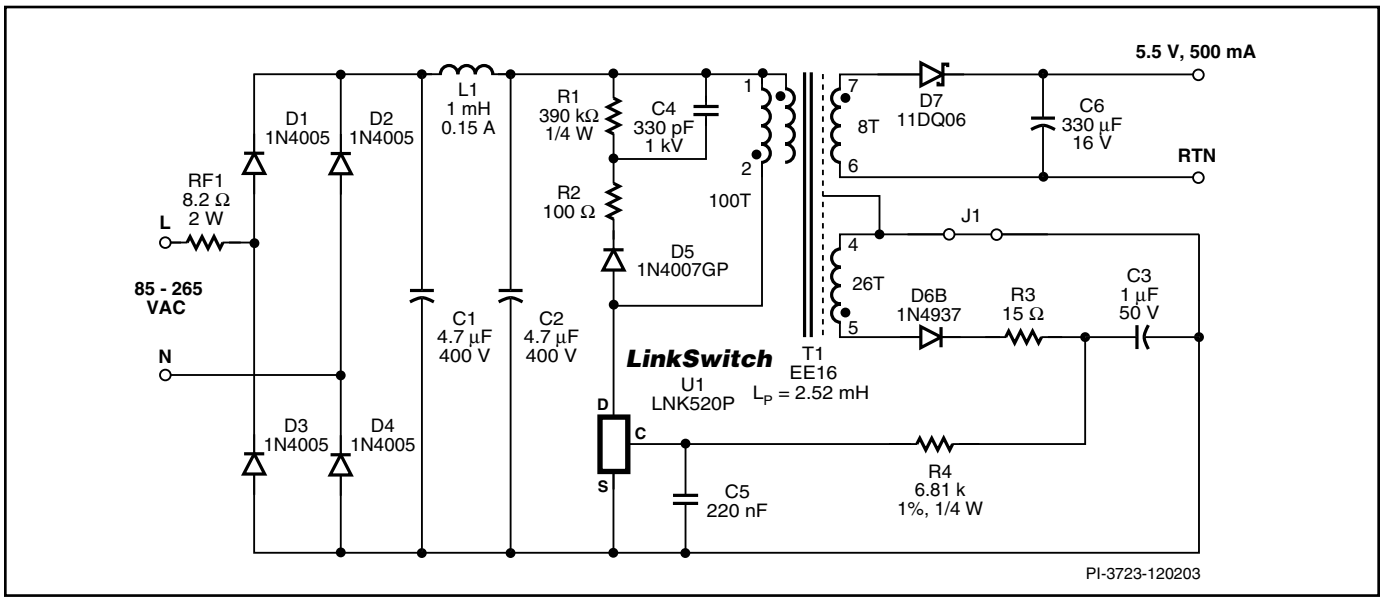

图 B3. 使用LNK520的典型LinkSwitch充电器原理图举例

使用图B3的设计作为例子：

$$N_B = \frac{V_{BIAS}}{V_{SEC(EST)}} \times N_S = \frac{20\ \text{V}}{(5.5\ \text{V} + 0.7\ \text{V})} \times 8 = 25.8 = 26\ \text{turns} \quad \text{(B2)}$$

箝位、偏置、旁路和反馈

由R_{CLAMP1}、C_{CLAMP}和D_{CLAMP}、R_{CLAMP2}（图B1）所组成的RCD箝位网络安全地将*LinkSwitch*最大漏极电压限制在低于BV_{DSS}的水平。

反馈来自于偏置绕组的电压(V_{BIAS})。偏置绕组的电压近似于次级绕组电压(V_{SEC})乘以偏置绕组与次级绕组的圈数比(N_B:N_S)。由于漏感(V_{LEAK})的影响，实际的V_{SEC}可能会与计算值稍有不同，从而引起输出电压的误差。为了降低这种影响，偏置电压通常会比输出电压高 (受空载功耗所限制)，R_{LF}与C_{BIAS}可以对漏感产生的电压尖峰进行滤波。

偏置电压由R_{FB}转换成*LinkSwitch*的控制引脚电流，用于占空比控制及偏置供电。控制引脚电容C_{CP}用于去耦、控制环路的补偿及在上电和自动重启动期间所需的能量的储存。

D_{BIAS}的位置既可以在偏置绕组的正端，也可以在偏置绕组的返回端。其位置依赖于偏置绕组在初级侧作为磁芯抵消绕组的绕制方法。如果在初级和次级绕组之间使用了屏蔽绕组，则类似的考量也适用于D_{OUT}。

反馈电阻(R_{FB})

为计算反馈电阻的数值，必须先确定反馈电压。使用图B3所示的原理图作为例子。对于初级圈数$N_P = 100$，次级圈数$N_S = 8$的设计，峰值次级电流可由公式B3计算出来，其中$I_{PRI(PEAK)}$等于*LinkSwitch*限流点的典型值$I_{LIM(TYP)}$。

$$I_{SEC(PEAK)} = \frac{N_P}{N_S} \times I_{PRI(PEAK)} = \frac{100}{8} \times 0.254 = 3.175\ \text{A} \quad \text{(B3)}$$

测得次级二极管的峰值电压为0.7 V，次级绕组阻抗为0.1 Ω，电缆阻抗为0.2 Ω。因此V_{SEC}可以确定为：

$$\begin{aligned} V_{SEC} &= V_O + V_{RCABLE} + V_{DOUT} + V_{RSEC} \\ &= V_O + (I_O \times R_{CABLE}) + V_{DOUT} + (I_{SEC(PEAK)} \times R_{SEC}) \\ &= 5.5\ \text{V} + (0.5\ \text{A} \times 0.2\ \Omega) + 0.7\ \text{V} + (3.175\ \text{A} \times 0.1\ \Omega) \\ &= 5.5\ \text{V} + 0.1\ \text{V} + 0.7\ \text{V} + 0.3175\ \text{V} \\ &= 6.62\ \text{V} \end{aligned} \quad \text{(B4)}$$

电压V_{SEC}可以用于计算出V_{BIAS}的精确数值：

$$V_{BIAS} = \frac{N_B}{N_S} \times V_{SEC} = \frac{26}{8} \times 6.62 = 21.5\ \text{V} \quad \text{(B5)}$$

电阻R_{FB}为1%、0.25 W的电阻。将偏置电压转换为*LinkSwitch*的偏置供电和控制电流。

反馈电压V_{FB}可由V_{BIAS}、漏感引起的误差V_{LEAK}及D_{BIAS}两端的压降计算得出。

V_{LEAK}的数值随漏感大小、滤波器电阻R_{LF}的大小及D_{BIAS}正向压降的变化而变化。对于首个原型样机，V_{LEAK}可以采0 V至2 V之间的数值，而V_{DBIAS}可以采用1 V的数值。

$$V_{FB} = V_{BIAS} + V_{LEAK} - V_{DBIAS} \quad \text{(B6)}$$

一旦原型机制作完成，可以在电源的峰值功率点处使用数字电压表测量C_{BIAS}两端的电压，从而直接得到V_{FB}的数值。从V_{FB}的数值里减去V_{BIAS}和V_{DBIAS}，即可确定V_{LEAK}的大小，作为将来新设计的预估值。对于图B3所示的设计，测得的V_{FB}为20.7 V，因此V_{LEAK}为0.2 V。

R_{FB}的初始值可由V_{FB}、*LinkSwitch*数据手册中规定的控制引脚电压$V_{C(IDCT)}$及电流I_{DCT}计算得出。

$$R_{FB} = \frac{V_{FB} - V_{C(IDCT)}}{I_{DCT}} = \frac{20.7\ \text{V} - 5.75\ \text{V}}{2.15\ \text{mA}} = 6.9\ \text{k}\Omega \quad \text{(B7)}$$

选择最接近的标准数值来调整输出电压的中心值。图B3的例子中使用6.81 kΩ的R_{FB}来调整峰值功率点处的输出电压中心值。

注意，在计算空载功耗时应考虑R_{FB}的功率消耗。

$$P_{RFB} = (2.15\ \text{mA})^2 \times R_{FB} = 31\ \text{mW} \quad \text{(B8)}$$

偏置滤波器电阻(R_{LF})和电容(C_{BIAS})

LNK520设计指南是建立在如下的例外条件：

1) 偏置绕组串联电阻R_{LF}的数值介于0 Ω至300 Ω之间，具体大小取决于变压器的漏感特性。需要较大数值的电阻来滤除偏置绕组上的漏感尖峰，但这样会降低CV区域的曲线斜率。增大R_{LF}会引起自动重启动和“放电电池”最低启动电压的降低。
2) C_{BIAS}电容为1 μF、50 V的铝电解电容。其耐压额定值满足偏置绕组两端出现的20-30V最大值的要求。同时，该电容与R_{LF}构成一个等效滤波器来对偏置绕组的漏感电压尖峰进行滤波，进而改善CV/CC性能。
3) D_{BIAS}可以采用一个耐压额定合适的单个二极管，比如1N4148或者BAV20。为了降低辐射EMI，可以考虑使用速度较慢的二极管，比如1N4937。同时，慢速二极管还可以改善稳压精度。

初级箝位电阻 (R_{CLAMP1}, R_{CLAMP2})、二极管(D_{CLAMP})和电容(C_{CLAMP}) *

二极管D_{CLAMP}可以使用正常的快速或者超快速恢复类型的击穿电压至少应为600 V的二极管。首选慢恢复类型的二极管(1N400X)，因其可以提供较好的轻载及空载CV稳压精度，并可以降低EMI。但是，该二极管必须为玻璃钝化型并使用一个电阻(R_{CLAMP2})与其串联，以便抑制振荡并阻止反向拉出电流。这样可以进一步降低EMI。

箝位电阻R_{CLAMP1}用于损耗后续开关周期之间储存的漏感能量。

C_{CLAMP}用于限制峰值漏极电压，其数值为100 pF至2000 pF，耐压为500 V。C_{CLAMP}电容可以采用低成本的陶瓷瓷片电容。一般的原则是尽可能地减小C_{CLAMP}的数值、增大R_{CLAMP1}的数值，但要保证峰值漏极电压（在最高输入电压下）低于BV_{DSS}。

次级缓冲电阻(R_{SNUB})和电容(C_{SNUB}) *

为了衰减传导EMI，尤其在高频段，在次级二极管上可能需要缓冲电路。C_{SNUB}应在10 pF和100 pF之间，而R_{SNUB}则在10 Ω到100 Ω之间，采用1/8 Ω的电阻。

*初级箝位元件和次级缓冲器元件的数值要反复分析调整，以便降低空载功耗和空载输出电压。

提示与技巧

使用光耦器改善CV容差

可以增加一个次级的电压参考及光耦器来减小整个输出负载范围内CV的容差。图B4所示的例子使用一个稳压管(VR1)作为次级电压参考。在CV工作期间，R_{FB}被U1旁路，输出电压取决于VR1、R_A及U1的LED两端的电压。

电阻R_B用于给VR1提供偏置电流，使得流经VR1的电流接近其规定的测试电流值。同时，该电阻也可用于调整输出电压的中心值。电阻R_A是可选的，在电源的输出纹波很大时对流经U1的电流加以限制。

超过峰值功率点时，输出电压下降，没有电流流经VR1或U1。电源因此进入CC工作方式，控制引脚电流通过反馈电阻R_{FB}提供。

R_{FB}的初始值可利用公式B9计算得出。无论是否使用光耦器，都使用相同的计算方法来计算该电阻的初始值。

附录C: *LinkSwitch*位于低压端的LNK520设计容差分析

输出特性容差

LNK520的容差分析遵循附录A中所述的LNK500/501相同的方法。在此，对所介绍的分析加以总结并重点列出LNK520和LNK500/501器件之间的差别。表C1和C2给出了整个恒流容差的数值，而公式C8给出了图B3所示设计在峰值功率点处的电压容差。

恒流限制(CC)

与LNK500/501分析的关键不同之处在于：

- 初级电感量容差。
  根据客户及变压器供应商的反馈信息，初级电感量已经减小。
- ΔIΔV项
  使用偏置绕组时改善的稳压精度使得ΔIΔV项降低。
- 由温度、CC线性度及受温度影响的器件漂移所引起的总的偏移量已经归结在±7.9%单项当中。注意：尽管参数随温度的改变，与正温度系数相比，负温度系数出现的情况更大，但为了简化起见，在此认为正负温度系数出现的概率相同。在实践当中，在环境温度为室温、85 VAC输入情况下对设计进行优化时，应将峰值功率点调整至比所要求的标称CC输出电流高4%的水平。

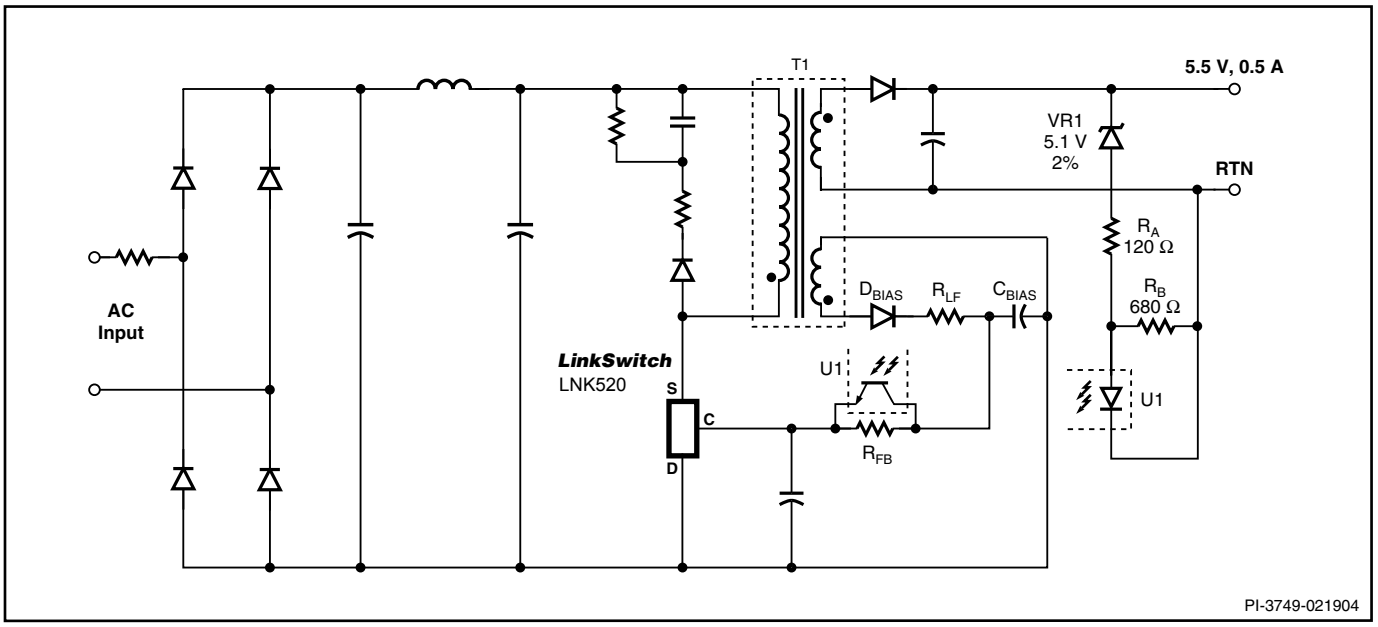

图 B4. LNK520使用光耦器反馈的举例

变量	偏差	随机	ΔI/ΔI	随机 + ΔI/ΔI	偏差+ 随机
初级 电感量	-	+7%	+1.1%	+8.1%	
I^2f	-	+11%	+1.7%	+12.7%	
输入 线电压	+7.9%	+3%	-	+3%	
CC线性度		+2%	-	+2%	
T_J (25-65 °C)		-	-	-	
总计	+7.9%			+15.5%	+23.4%

表 C1. LNK520 CC容差数据

峰值功率点处的恒压工作

在CV工作期间，根据电容C_{BIAS}（图B1）两端的电压V_{FB}通过调整占空比来对输出特性进行控制。对于LNK500/501和LNK520器件，决定输出电压的关键参数都是相同的，因而前面给出的分析(公式A1至A7)同样有效。使用图B3的设计作为例子，再利用LNK520数据手册参量表中给出的数值：

$$\Delta\%_{CV} = \pm\Delta\%_{LINE} \pm \Delta\%_{VDOUT} \pm \sqrt{\Delta\%^2_{VC(IDCT)} + \Delta\%^2_{IDCT} + \Delta\%^2_{RFB}} \quad \text{(C1)}$$

$$\Delta\%_{VC(IDCT)} = \pm\frac{6\text{ V} - 5.75\text{ V}}{20\text{ V}} \times 100\% = \pm 1.25\% \quad \text{(C2)}$$

$$\Delta V_{RFB(LINE)} = 0.15\text{ mA} \times 6.81\text{ k}\Omega = 1.02\text{ V} \quad \text{(C3)}$$

$$\Delta\%_{VDOUT} = \pm\frac{0.025}{2 \times 5.5} \times 100\% = \pm 0.23\% \quad \text{(C4)}$$

$$\Delta\%_{LINE} = \pm\frac{1.02\text{ V}}{2 \times 20\text{ V}} \times 100\% = \pm 2.55\% \quad \text{(C5)}$$

$$\Delta V_{RFB(IDCT)} = \pm\frac{2.15\text{ mA} - 2.06\text{ mA}}{2} \times 6.81\text{ k}\Omega = \pm 0.31\text{ V} \quad \text{(C6)}$$

$$\Delta\%_{IDCT} = \pm\frac{0.31\text{ V}}{20\text{ V}} \times 100\% = \pm 1.53\% \quad \text{(C7)}$$

R4 (R_{FB})的容差为1%

$$\begin{aligned}\Delta\%_{CV} &= \pm 2.55\% \pm 0.23\% \pm \sqrt{\left(1.46^2 + 1.53^2 + 1^2\right)} \\ &= \pm 2.55\% \pm 0.23\% \pm 2.34\% \\ &= \pm 5.12\%\end{aligned} \quad \text{(C8)}$$

版本	注释	日期
A	最终发布。	8/02
B	增加了对LNK500器件的支持。	4/03
C	增加了对LNK520器件的支持。	3/04
D	校正了表2，加入图B2。	8/06

有关最新的产品信息，请访问 *www.powerint.com*

Power Integrations reserves the right to make changes to its products at any time to improve reliability or manufacturability. Power Integrations does not assume any liability arising from the use of any device or circuit described herein. POWER INTEGRATIONS MAKES NO WARRANTY HEREIN AND SPECIFICALLY DISCLAIMS ALL WARRANTIES INCLUDING, WITHOUT LIMITATION, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, AND NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY RIGHTS.

PATENT INFORMATION

The products and applications illustrated herein (including transformer construction and circuits external to the products) may be covered by one or more U.S. and foreign patents, or potentially by pending U.S. and foreign patent applications assigned to Power Integrations. A complete list of Power Integrations' patents may be found at www.powerint.com. Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at http://www.powerint.com/ip.htm.

LIFE SUPPORT POLICY

POWER INTEGRATIONS' PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF POWER INTEGRATIONS. As used herein:

1. A Life support device or system is one which, (i) is intended for surgical implant into the body, or (ii) supports or sustains life, and (iii) whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use, can be reasonably expected to result in significant injury or death to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

The PI logo, ***TOPSwitch***, ***TinySwitch***, ***LinkSwitch***, ***DPA-Switch***, ***PeakSwitch***, ***Clampless***, ***EcoSmart***, ***E-Shield***, ***Filterfuse***, ***StackFET***, ***PI Expert*** and ***PI FACTS*** are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©Copyright 2004, Power Integrations, Inc.

全球销售支持网络

全球总部
5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
Main: +1-408-414-9200
Customer Service:
Phone: +1-408-414-9665
Fax: +1-408-414-9765
e-mail: usasales@powerint.com

中国（上海）
Rm 807-808A
Pacheer Commercial Centre,
555 Nanjing Rd. West
Shanghai, P.R.C. 200041
Phone: +86-21-6215-5548
Fax: +86-21-6215-2468
e-mail: chinasales@powerint.com

中国（深圳）
Rm 2206-2207, Block A,
Electronics Science & Technology Bldg.
2070 Shennan Zhong Rd.
Shenzhen, Guangdong,
China, 518031
Phone: +86-755-8379-3243
Fax: +86-755-8379-5828
e-mail: chinasales@powerint.com

德国
Rueckertstrasse 3
D-80336, Munich
Germany
Phone: +49-89-5527-3910
Fax: +49-89-5527-3920
e-mail: eurosales@powerint.com

印度
#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
Phone: +91-80-41138020
Fax: +91-80-41138023
e-mail: indiasales@powerint.com

意大利
Via De Amicis 2
20091 Bresso MI – Italy
Phone: +39-028-928-6000
Fax: +39-028-928-6009
e-mail: eurosales@powerint.com

日本
Keihin Tatemono 1st Bldg 2-12-20
Shin-Yokohama, Kohoku-ku,
Yokohama-shi, Kanagawa ken,
Japan 222-0033
Phone: +81-45-471-1021
Fax: +81-45-471-3717
e-mail: japansales@powerint.com

韩国
RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
Phone: +82-2-2016-6610
Fax: +82-2-2016-6630
e-mail: koreasales@powerint.com

新加坡
51 Newton Road
#15-08/10 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
Fax: +65-6358-2015
e-mail: singaporesales@powerint.com

台湾
5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei, Taiwan 114, R.O.C.
Phone: +886-2-2659-4570
Fax: +886-2-2659-4550
e-mail: taiwansales@powerint.com

欧洲总部
1st Floor, St. James's House
East Street, Farnham
Surrey GU9 7TJ
United Kingdom
Phone: +44 (0) 1252-730-140
Fax: +44 (0) 1252-727-689
e-mail: eurosales@powerint.com

技术支持热线
World Wide +1-408-414-9660

技术支持传真
World Wide +1-408-414-9760